

(19)日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11)特許出願公開番号

特開平8-69888

(43)公開日 平成8年(1996)3月12日

(51)Int.Cl. ⁸	識別記号	庁内整理番号	F I	技術表示箇所
H 0 5 B 41/233				
41/24	Q			
	K			
41/29	C			

審査請求 未請求 請求項の数3 F D (全 8 頁)

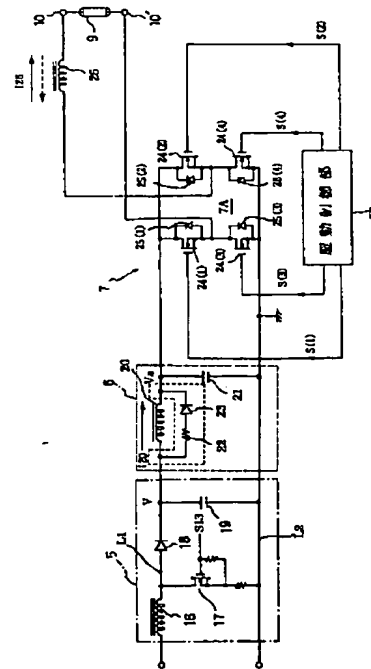
(21)出願番号	特願平6-227427	(71)出願人	000001133 株式会社小糸製作所 東京都港区高輪4丁目8番3号
(22)出願日	平成6年(1994)8月30日	(72)発明者	山下 昌康 静岡県清水市北脇500番地 株式会社小糸 製作所静岡工場内
		(72)発明者	小田 悟市 静岡県清水市北脇500番地 株式会社小糸 製作所静岡工場内
		(74)代理人	弁理士 小松 祐治

(54)【発明の名称】 放電灯の点灯回路

(57)【要約】

【目的】 矩形波点灯方式による放電灯の点灯回路において、矩形波の極性の切り換わり時に発生する放電灯の再点弧電圧を補うためにピーク値の高い共振電圧を発生させることによって、放電灯の点灯開始直後等にランプの立ち消えが頻繁に起こらないように改善する。

【構成】 点灯回路1は直流昇圧回路5とブリッジ型の直流-交流変換回路7とを有し、直流-交流変換回路7の後段にインダクタ26が設けられ、これに直列にメタルハライドランプ9が接続される。直流昇圧回路5と直流-交流変換回路7との間にインダクタ20と、コンデンサ21とを設ける。そして、抵抗22とダイオード23とを直列接続したものをインダクタ20に対して並列に接続する。



1

【特許請求の範囲】

【請求項1】 平滑用コンデンサを含む直流電源回路部とブリッジ型の直流-交流変換回路とを有し、直流-交流変換回路の後段に第1のインダクタンス要素を設けるとともにこれに直列に放電灯を接続して矩形波点灯を行うように構成された放電灯の点灯回路において、(イ)直流電源回路部とその後段の直流-交流変換回路との間に第2のインダクタンス要素を設けるとともに、直流-交流変換回路の入力段に第2のインダクタンス要素に対して直列にコンデンサを接続したこと、(ロ)直流-交流変換回路の入力電圧が直流電源回路部の出力電圧より小さくなった時に、直流電源回路部から直流-交流変換回路への電流供給の度合が第2のインダクタンス要素による電流供給の度合に比して大きくなるように電流補償手段を第2にインダクタンス要素に対して並列に設けたこと、を特徴とする放電灯の点灯回路。

【請求項2】 請求項1に記載の放電灯の点灯回路において、電流補償手段が直流電源回路部から直流-交流変換回路に向かう方向にのみ導通する半導体スイッチ素子と抵抗とを有することを特徴とする放電灯の点灯回路。

【請求項3】 請求項1又は請求項2に記載の放電灯の点灯回路において、第2のインダクタンス要素のインダクタンスの方が第1のインダクタンス要素のインダクタンスより大きいことを特徴とする放電灯の点灯回路。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【産業上の利用分野】本発明は、矩形波点灯方式による放電灯の点灯回路において、矩形波の極性の切り換わり時に発生する放電灯の再点弧電圧を補うためにピーク値の高い共振電圧を発生させることによって、放電灯の点灯開始直後等にランプの立ち消えが頻繁に起こらないように改善を図った新規な放電灯の点灯回路を提供しようとするものである。

【0002】

【従来の技術】近時、白熱電球に代わる光源として小型のメタルハライドランプが注目されており、車輻用メタルハライドランプの点灯回路の構成としては、例えば、電源に直流電源を用い、直流入力電圧を昇圧してから、矩形波状の交流電圧に変換した後メタルハライドランプに印加するようにしたものが知られている。

【0003】そして、ランプに供給される矩形波の極性反転時に発生するランプの再点弧電圧を補償するためにピーク値の高い共振電圧を発生させることによって、ランプの立ち消えやチラツキ等を防止するようにした回路が提案されている。

【0004】図8はそのような回路aの要部を示すものである。

【0005】bは直流電源部であり、図示しないバッテリーによる供給電圧の昇圧及び／又は降圧出力を得るために設けられている。

2

【0006】cは直流電源部bの後段に設けられた直流-交流変換部であり、直流電源部bの出力を受けてこれを矩形波交流電圧に変換するものであり、半導体スイッチ素子を用いたブリッジ型の構成とされている。

【0007】dはインダクタであり、直流電源部bと直流-交流変換部cと結ぶ接続ラインe、e'の一方e上に配置されている。

【0008】fはコンデンサであり、その一端がインダクタdの直流-交流変換部c側の端子に接続され、他端が接続ラインe'に接続されている。

【0009】gはメタルハライドランプであり、該メタルハライドランプgと直流-交流変換部cとを結ぶ給電ラインh、h'の一方h上には、インダクタiが設けられている。

【0010】しかして、この回路aでは、直流電源部bの出力が直流-交流変換部cによって矩形波電圧に変換されてインダクタiを介してメタルハライドランプgに供給されることになるが、インダクタdとコンデンサfとの共振によって発生するピーク電圧を利用することで、点灯初期のみならず定常点灯時においてランプの再点弧電圧を補償することができる。

【0011】

【発明が解決しようとする課題】ところで、上記のような回路構成では、LC共振後に共振の反動によって電圧低下が生じた場合に、ランプ電流が一時的に低下してランプの立ち消えを惹き起こす危険性が高くなってしまいうという問題がある。

【0012】図9はランプの点灯初期における要部の波形を概略的に示す図であり、インダクタdとコンデンサfとの間の電位(これを「Va」とする。)とインダクタiに流れる電流(これを「IL」とする。)との関係を示している。尚、図中、「t1」は矩形波のVaの立ち上り時点、「t2」はILの極性が反転する時点、「t3」はVaがゼロ付近まで急激に低下した時点、「t4」はt3以後にILが一時的に低下した時点をそれぞれ示している。

【0013】図示するように、VaはLC共振によって一旦ピーク値を示した後、共振の反動によって急激にゼロボルト近辺まで低下してしまうため、ランプに十分な電圧供給がなされず、よってt2後にt3の時点に達するまで上昇した電流ILがt4の時点で一時的に低下し、この時にランプの立ち消えが発生し易くなってしまいう。

【0014】

【課題を解決するための手段】そこで、本発明は上記した課題を解決するために、平滑用コンデンサを含む直流電源回路部とブリッジ型の直流-交流変換回路とを有し、直流-交流変換回路の後段に第1のインダクタンス要素を設けるとともにこれに直列に放電灯を接続して矩形波点灯を行うように構成された放電灯の点灯回路にお

10

20

30

40

50

いて、直流電源回路部とその後段の直流-交流変換回路との間に第2のインダクタンス要素を設けるとともに、直流-交流変換回路の入力段に第2のインダクタンス要素に対して直列にコンデンサを接続し、直流-交流変換回路の入力電圧が直流電源回路部の出力電圧より小さくなった時に、直流電源回路部から直流-交流変換回路への電流供給の度合が第2のインダクタンス要素による電流供給の度合に比して大きくなるように電流補償手段を第2にインダクタンス要素に対して並列に設けたものである。

【0015】

【作用】本発明によれば、矩形波の極性反転時に第2のインダクタンス要素と共振コンデンサとの結合によって発生するピーク値の高い共振電圧により再点弧電圧を補償し、共振後に直流-交流変換回路の入力電圧が直流電源回路部の出力電圧より小さくなった時に、電流補償手段によって、直流電源回路部から直流-交流変換回路への電流供給の度合が第2のインダクタンス要素による電流供給の度合に比して大きくなるように電流が補償されるため、共振の反動によって共振コンデンサの端子電位が急激に低下するのを防止し、ランプ電流が一時的に低下しないように改善することができるので、ランプ立ち消えの発生頻度を極めて少なくすることができる。

【0016】

【実施例】以下に、本発明放電灯の点灯回路を図示した実施例に従って詳細に説明する。尚、図示した実施例は本発明を車輛用放電灯の点灯回路に適用した例を示すものである。

【0017】図1は点灯回路1の全体的な構成を示す回路ブロック図である。

【0018】バッテリー2は直流電圧入力端子3、3'間に接続されており、点灯スイッチ4が直流昇圧回路5のプラス側入力端子と直流電圧入力端子3（バッテリー2の正極に接続されている。）とを結ぶライン上に設けられている。尚、直流昇圧回路5は、昇圧に限らず昇降圧制御を行うことができるように構成されても良い。

【0019】6は共振制御部であり、直流昇圧回路5の後段に設けられ、矩形波の極性反転時における共振電圧のピーク値を利用したランプの再点弧電圧についての補償作用を有している。

【0020】7は直流-交流変換回路であり、直流昇圧回路5の直流出力電圧を矩形波状電圧に変換して出力するために設けられている。

【0021】8はイグナイタ回路であり、メタルハライドランプ9の起動時にトリガーパルスを発生させ、これを直流-交流変換回路7の交流出力に重畳して交流出力端子10、10'に接続されたメタルハライドランプ9に印加するようになっている。

【0022】11は直流昇圧回路5の出力電圧を制御するための制御回路であり、ランプの電圧-電流制御に係

るV-I制御部12とPWM（パルス幅変調）制御部13とを有している。

【0023】V-I制御部12は、ランプ電圧及びランプ電流との関係を規定する制御曲線に基づいてメタルハライドランプ9の点灯制御を行うように構成されており、定常状態においてはある定電力曲線に直線近似を施こして得られる負荷線を採用している。尚、ランプ電圧や電流の検出はこれらを直接に検出することが可能であるが、本実施例ではこれらの相当信号を利用することによって間接的に検出信号を得ている。

【0024】つまり、V-I制御部12には、直流昇圧回路5の出力端子間に設けられた分圧抵抗14、14'によって検出される直流昇圧回路5の出力電圧に対応した電圧検出信号が入力されるとともに、直流昇圧回路5と直流-交流変換回路7とを結ぶグラウンドライン上に設けられた電流検出用抵抗15によって、直流昇圧回路5の出力電流に対応した電流検出信号が電圧変換された形で入力される。

【0025】そして、V-I制御部12の出力する指令信号はPWM制御部13に送出され、PWM制御部13によって生成される制御信号（これを「S13」とする。）が直流昇圧回路5にフィードバックされる。

【0026】図2は点灯回路1の要部の回路構成を詳細に示すものである。

【0027】図示するように、直流昇圧回路5はチョッパ式の直流-直流コンバータの構成とされており、プラスラインL1に設けられたインダクタ16と、その後段においてプラスラインL1とグラウンドラインL2との間に設けられ、かつ、PWM制御部13から送られてくるパルスS13によってスイッチング制御されるNチャンネルFET17と、プラスラインL1においてそのアノードがFET17のドレインに接続された整流用のダイオード18と、該ダイオード18のカソードとグラウンドラインL2との間に設けられた平滑用コンデンサ19とから構成されている。

【0028】つまり、直流昇圧回路5とPWM制御部13からの制御パルスS13によってFET17がオン状態となったときにインダクタ16がエネルギーを蓄え、FET17がオフ状態になったときに蓄えられたエネルギーを放出し、これに相当する電圧を入力電圧に重畳して直流昇圧を行なうようになっている。

【0029】共振制御部6はインダクタ20とコンデンサ21を有しており、プラスラインL1上に設けられたインダクタ20の一端が直流昇圧回路5のダイオード18のカソードに接続され、その他端がコンデンサ21を介してグラウンドラインL2に接続されている。そして、コンデンサ21の端子電圧が直流-交流変換回路7に送られる。尚、コンデンサ21の静電容量は、直流昇圧回路5の出力段のコンデンサ19の静電容量に比べて小さな値に選定されている。また、ランプの始動時間を短縮

化するために、点灯初期にランプに大きな電流を流す場合には、インダクタ20にも大電流が流れ、LC共振によるピーク電圧が高くなり過ぎるという不都合が生じるので、このような場合にはインダクタ20を飽和特性を有するものとしたり、あるいはコンデンサ21に対してツェナーダイオードを並列に接続し、共振ピーク電圧を素子の耐圧レベル以下にカットする等の対策が必要となる。

【0030】22は抵抗、23は抵抗22に直列に接続されたダイオードであり、これらはインダクタ20に対して並列に接続されている。つまり、抵抗22はその一端がインダクタ20とコンデンサ19との間に接続され、その他端がダイオード23のアノードに接続されており、該ダイオード23のカソードがインダクタ20とコンデンサ21との間に接続されている。

【0031】直流-交流変換回路7は、4つのFETを用いたブリッジ型駆動部7Aと、これらのFETに対してスイッチング制御信号を送出する駆動制御部7Bとから構成されている。

【0032】ブリッジ型駆動部7Aを構成する4つのNチャンネルFET24(i) (i=1, 2, 3, 4)のうち、FET24(1)と24(3)とが直列に接続され、また、FET24(2)と24(4)とが直列に接続されており、このように2段重ねのFETの組みが互いに並列の関係となるように配置されている。

【0033】FET24(1)、24(3)に関しては、高段のFET24(1)のドレインがプラスラインL1に接続され、そのソースが低段のFET24(3)のドレインに接続されており、FET24(3)のソースがグラウンドラインL2に接続されている。また、FET24(2)、24(4)に関しては、高段のFET24(2)のドレインがプラスラインL1に接続され、そのソースが低段のFET24(4)のドレインに接続されており、FET24(4)のソースがグラウンドラインL2に接続されている。

【0034】25(i) (i=1, 2, 3, 4)はダンパダイオードであり、これらはFET24(i) (i=1, 2, 3, 4)のドレイン-ソース間に各別に設けられている。

【0035】直流-交流変換回路7の出力はFET24(1)と24(3)との間及びFET24(2)と24(4)との間から取り出されるが、FET24(2)と24(4)との間及び交流出力端子10とを結ぶラインの上にはインダクタ26が設けられている。このインダクタ26はメタルハライドランプ9への起動パルスを生成するためにイグナイタ回路8に設けられた図示しないトリガートランスの2次巻線に相当するものである。つまり、メタルハライドランプ9の起動に際しては、イグナイタ回路8内のパルス発生部によって生成されたパルスがトリガートランスによって昇圧されるが、インダク

タ26に誘起された起動パルスが直流-交流変換回路7の出力電圧に重畳された上でメタルハライドランプ9に印加されるようになっている。

【0036】尚、インダクタ26のインダクタンス(これを「L26」とする。)はインダクタ20のインダクタンス(これを「L20」とする。)に比して小さくすること(つまり、 $L26 < L20$)が好ましい。これは、L26は矩形波の極性の切り換わり時において、L26が小さい方が切り換わり時におけるランプ電流の傾斜が大きくなるので、ランプ電流がゼロアンペア近辺をクロスする時間を短くすることでランプの立ち消えを防ぐことができること、また、インダクタ20はインダクタ26で発生し得るピーク電圧値よりをさらに大きなピーク電圧値を得る目的をもって設けられることが理由である。

【0037】FET24(i)のスイッチング制御については、斜向いに位置するFET同士を一組としてこれらを相反的に制御するように駆動制御部7Bから各FETに制御信号S(i) (但し、 $i=1, 2, 3, 4$)がそれぞれ送られるようになっているが、駆動制御部7Bの構成については本発明の要旨に直接関係がないので、その図示及び説明を省略する。

【0038】次に、上記点灯回路1の共振制御部6における抵抗22及びダイオード23(図2に破線で囲んだ部分)の作用について説明する。

【0039】先ず、抵抗22及びダイオード23を無視した場合の回路動作について説明すると、直流-交流変換回路7による矩形波の切り換わり前にFET24

(2)及び24(3)がオンしていた場合には、インダクタ20に流れる電流(これを「I20」とする。)やインダクタ26に流れる電流(これを「I26」とする。)の向きは、図2に実線で示す矢印の向きとなる。

【0040】図3は抵抗22及びダイオード23がない場合の各部の波形を概略的に示すものであり、インダクタ20とコンデンサ21との間の電位(これを「Va」とする。)、電流I26、I20の関係を示している。尚、図中の「T」は時間を示し、「T1」はVaがピーク値を示す時点、「T2」はVaが急激に低下してゼロ近辺まで落ち込んだ時点、「T3」はT2以後にI26が一時的に落ち込んだ時点をそれぞれ示している。

【0041】FET24(2)、24(3)がオフすると(尚、この時FET24(1)乃至24(4)がすべてオフしている。)、I20についてはインダクタ20とコンデンサ21、19との結合によって共振が起こり、また、I26についてはダイオード25(1)、25(4)を介してインダクタ26とコンデンサ21とが結合して共振が起こり、電位Vaが上昇する。

【0042】その後、FET24(1)及びFET24(4)がオンすると、回路状態は図4に示す回路と等価

になる。つまり、インダクタ20、コンデンサ21、コンデンサ19によって閉成される回路と、メタルハライドランプ9、インダクタ26、ダイオード27（上記ダイオード25（2）及び25（3）に相当する。）とによって閉成される回路とが形成される。

【0043】電位 V_a の上昇に伴って電流 I_{26} が上昇し、 T_1 の時点で V_a がピーク値を示すとともに、 I_{26} の極性が切り換わると、電流 I_{26} の向きが、図2や図4に破線で示す向きになる。尚、このようなタイミングはインダクタ20のインダクタンス及びコンダクタ21の静電容量の設定によって規定することができる。

【0044】 T_1 以後、 V_a は低下し、 I_{26} は上昇するが、 T_2 の時点で V_a がゼロ付近まで低下すると、 I_{20} が流れなくなる。

【0045】そして、 I_{26} は V_a がゼロ付近まで落ち込んだ期間（ $T_2 \leq T \leq T_3$ ）において時間の経過につれて低下し、 T_3 の時点で最も落ち込んだ状態となる。

【0046】 I_{20} は T_2 以後、ある傾斜をもって直線的に上昇する（直流昇圧回路5の出力電圧を「 V 」とし、 T_2 を起点とする経過時間を「 t 」、インダクタ20のインダクタンスを「 L 」とすると、 $I_{20} = (V/L) \cdot t$ で表される。）が、 T_3 の時点に達するまではコンデンサ21の充電はなされず、 I_{20} は図2や図4に実線で示す矢印の向きに流れ、また、 I_{26} は図4に破線の矢印で示すようにダイオード27とメタルハライドランプ9を通る閉回路内を流れる。そして、 T_3 の時点で I_{20} の値と I_{26} の値とが等しくなると、これ以後 I_{20} によりコンデンサ21が充電されて V_a が上昇し、 I_{26} は T_3 以後上昇に転じる。

【0047】以上の説明から、 V_a は T_1 での共振ピーク後に共振の反動でゼロ付近まで落ち込むため、 I_{26} に係る電流供給が滞ってしまうことが明らかであり、従って、このような不都合を防ぐためには、 V_a が直流昇圧回路5の出力電圧 V よりも小さくなった時にインダクタ20による電流供給より大きな電流供給を行うことができれば良い。

【0048】本実施例では、インダクタ20に対して抵抗22（その抵抗値を「 R_{22} 」とする。）及びダイオード23（その順方向電圧降下を「 V_f 」とする。）を並列に接続することによって、ダイオード23に流れる電流（これを「 I_{23} 」とする。）が、 $I_{23} = (V - V_a - V_f) / R_{22}$ となり、電位差 $V - V_a$ が大きい程大きな電流を流すことができるので、共振の反動による V_a の急激な低下を防止して、 T_3 において I_{26} が一時的に低下しないように制御することができる。尚、共振後における共振制御部6から直流-交流変換回路7への電流の流れは、 R_{22} に比してインダクタ20の実効抵抗が小さくされているので、 I_{23} から I_{20} へと徐々に移行していく。

【0049】図5は点灯初期の矩形波の切り換わり時に

における I_{26} の時間的変化を観測した波形図であり、

（a）が抵抗22及びダイオード23を設けない場合の波形を示し、（b）が抵抗22及びダイオード23を設けた場合を示している。

【0050】両者の比較から明らかなように、抵抗22及びダイオード23を設けない場合に観測される I_{26} の一時的な低下（図5（a）の矢印A参照。）が、抵抗22及びダイオード23の付設によって図5（b）に示すように全くみられなくなる。よって、メタルハライドランプ9の立ち消えの発生を防止することができる。

【0051】尚、上記実施例では抵抗22とダイオード23とを直列接続したものをインダクタ20に対して並列に接続した例を示したが、要は V_a が直流昇圧回路5の出力電圧 V より小さくなった時にインダクタ20に比して大きな電流供給を行うことができるように回路を構成すれば良い。

【0052】例えば、図6に示すように、PNPトランジスタ28及びダイオード23をインダクタ20に対して並列に設け、トランジスタ28のエミッタをインダクタ20の端子のうち直流昇圧回路5側の端子に接続するとともに、トランジスタ28のコレクタをダイオード23のアノードに接続し、該ダイオード23のカソードをインダクタ20の端子のうち直流-交流変換回路7側の端子に接続し、トランジスタ28のベース-エミッタ間、ベース-コレクタ間に抵抗29、30をそれぞれ介挿すれば良い。この場合にはトランジスタ28の能動領域を用いることによって電位差 $V - V_a$ に応じた抵抗変化が得られ、 $V - V_a$ が大きい程大きな電流供給を得ることができる。また、図7に示すように、トランジスタ31及びダイオード23をインダクタ20に対して並列に設けるとともに、電位差 $V - V_a$ 又はこれに等価な検出信号を得るための検出部32を設け、該検出部32からトランジスタ31のベースに信号を送出することによって、 $V - V_a$ が大きい程電流供給が大きくなるように制御しても良い。

【0053】

【発明の効果】以上に記載したところから明かなように、請求項1に係る発明によれば、矩形波の極性反転時に第2のインダクタンス要素（上記実施例ではインダクタ20に相当する。）と共振コンデンサ（上記実施例ではコンデンサ21に相当する。）とによるLC共振によってピーク値の高い共振電圧を得て、これにより再点弧電圧を補償するとともに、共振後に直流-交流変換回路の入力電圧が直流電源回路部の出力電圧より小さくなった時に、電流補償手段（上記実施例では抵抗22、ダイオード23等に相当する。）によって、直流電源回路部から直流-交流変換回路への電流供給の割合が第2のインダクタンス要素による電流供給の割合に比して大きくなるようにして必要な電流を補うことができるため、共振の反動によって共振コンデンサの端子電位が急激に低

下するのを防止し、ランプ電流の一時的に低下しないように改善することができる。

【0054】よって、点灯初期等におけるランプの立ち消えの発生頻度を極めて少なくすることができる。そして、放電灯の点灯初期に点灯状態を安定させるためにいきなり矩形波電圧を放電灯に供給せずに直流電圧を所定期間に亘って放電灯に供給した後矩形波電圧の供給に切り換えるという方式に比べて回路構成が簡単であり放電灯の電極寿命への影響も少ない。

【0055】また、請求項2に係る発明によれば、電流補償手段が直流電源回路部から直流-交流変換回路に向かう方向にのみ導通する半導体スイッチ素子と抵抗とを有するようにし、これによって回路構成の簡単化を図ることができる。

【0056】そして、請求項3に係る発明によれば、第2のインダクタンス要素のインダクタンスを第1のインダクタンス要素のインダクタンスより大きくすることによって、放電灯の再点弧電圧に対して十分なピーク値をもった共振電圧を得ることができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明に係る放電灯の点灯回路の構成を示す回路ブロック図である。

【図2】本発明に係る放電灯の点灯回路の要部を示す回路図である。

【図3】電流補償手段を設けない場合の回路動作を説明するために要部の波形を概略的に示す図である。

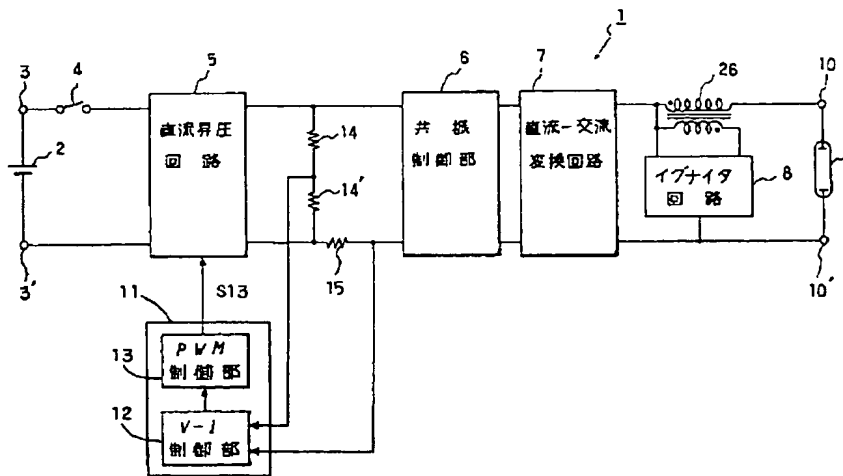
10 【図8】従来の点灯回路の要部を示す図である。

【図9】従来の問題点を説明するための概略的な波形図である。

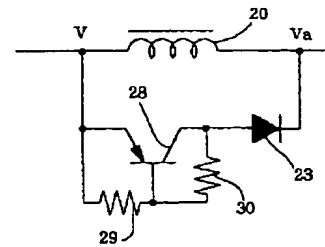
【符号の説明】

- 1 放電灯の点灯回路
- 2、5 直流電源回路部
- 7 直流-交流変換回路
- 9 メタルハライドランプ（放電灯）
- 19 コンデンサ（平滑用コンデンサ）
- 20 インダクタ（第2のインダクタンス要素）
- 21 コンデンサ
- 22 抵抗
- 23 ダイオード（半導体スイッチ素子）
- 22、23 電流補償手段
- 23、28 電流補償手段
- 23、31、32 電流補償手段
- 26 インダクタ（第1のインダクタンス要素）

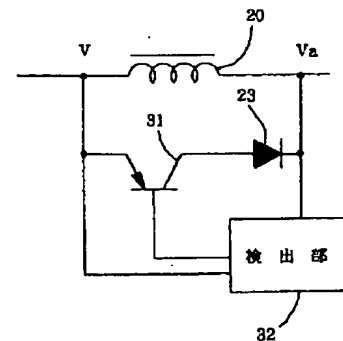
【図1】



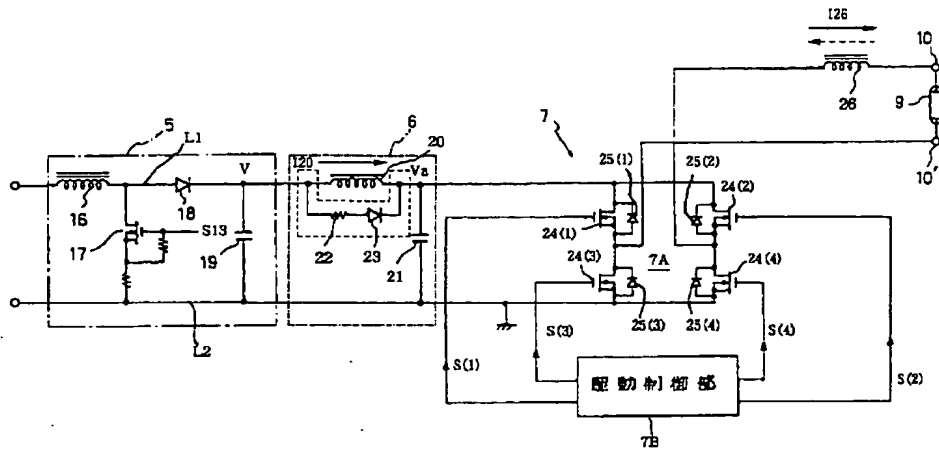
【図6】



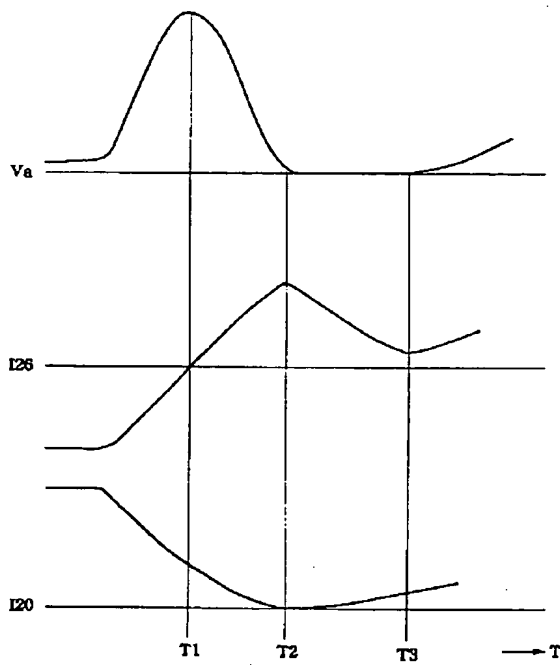
【図7】



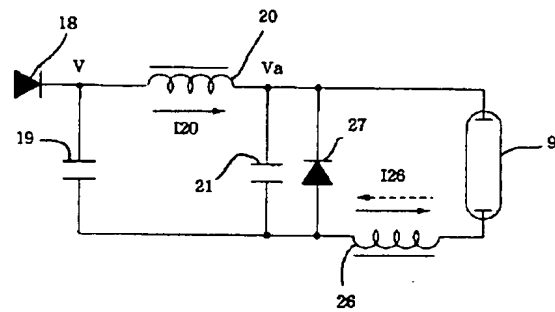
【図2】



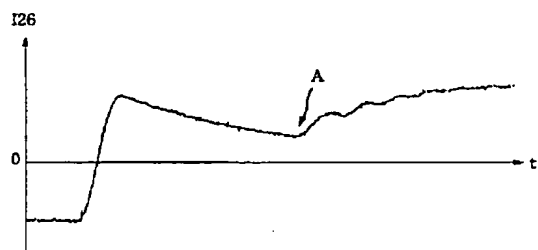
【図3】



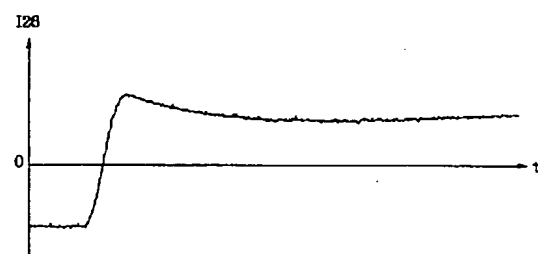
【図4】



【図5】

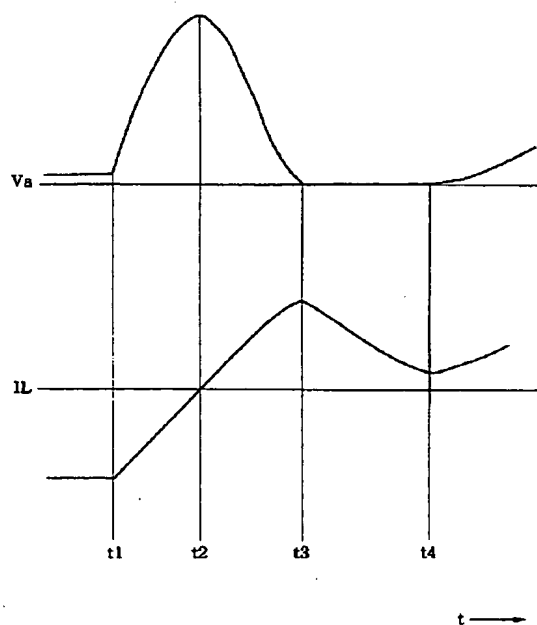


(a)

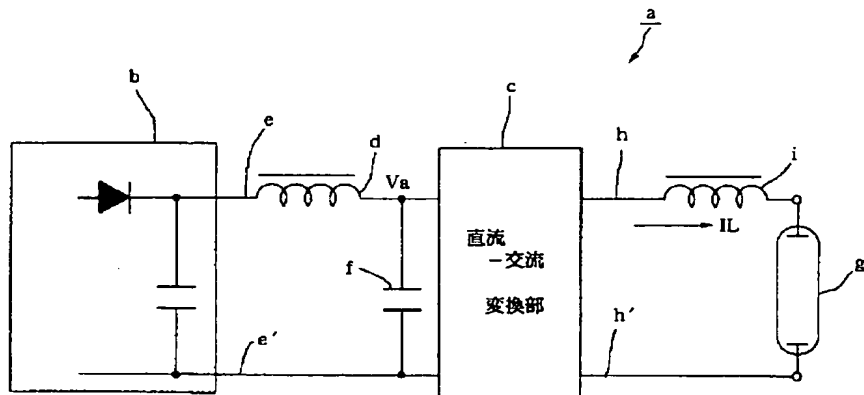


(b)

【図9】



【図8】



s pn=jp 8069888

S2 1 PN=JP 8069888

?t sl/7

1/7/1

DIALOG(R)File 351:Derwent WPI

(c) 2002 Derwent Info Ltd. All rts. reserv.

010643757 **Image available**

WPI Acc No: 1996-140711/ 199615

Power supply e.g. for vehicle gas-discharge lamp - has DC source followed by booster circuit and bridge inverter, with current compensation circuit between them

Patent Assignee: KOITO MFG CO LTD (KOIT)

Inventor: GOICHI O; YAMASHITA M; ODA G

Number of Countries: 003 Number of Patents: 004

Patent Family:

Patent No	Kind	Date	Applicat No	Kind	Date	Week
DE 19531966	A1	19960307	DE 1031966	A	19950830	199615 B
JP 8069888	A	19960312	JP 94227427	A	19940830	199620
US 5565743	A	19961015	US 95521577	A	19950830	199647
JP 3224948	B2	20011105	JP 94227427	A	19940830	200172

Priority Applications (No Type Date): JP 94227427 A 19940830

Patent Details:

Patent No	Kind	Lan Pg	Main IPC	Filing Notes
-----------	------	--------	----------	--------------

DE 19531966	A1	14	H05B-041/392	
-------------	----	----	--------------	--

JP 8069888	A	8	H05B-041/233	
------------	---	---	--------------	--

US 5565743	A	14	G05F-001/00	
------------	---	----	-------------	--

JP 3224948	B2	8	H05B-041/24	Previous Publ. patent JP 8069888
------------	----	---	-------------	----------------------------------

Abstract (Basic): DE 19531966 A

The power supply providing a gas discharge lamp with a square wave voltage has a DC source with a voltage booster circuit, an inverter bridge plus a first inductance following the inverter and in series with the lamp. A second inductance in series with a condenser lies between the booster circuit and the inverter.

There is a current compensation unit in parallel with the second inductance, comprising a resistance in series with a diode. This generates a resonance voltage with a high peak value to compensate for the restrike voltage of the lamp which is generated when the polarity of the square wave changes, thereby preventing light deficiency immediately after ignition.

ADVANTAGE - Lamp flicker prevented.

Dwg.1/9

Abstract (Equivalent): US 5565743 A

A lighting circuit for a discharge lamp comprising:
a DC power supply circuit section including a smoothing capacitor;
a bridge type DC-AC converter provided at a subsequent stage of said DC power supply circuit section;
a first inductance element provided at a subsequent stage of said DC-AC converter with a discharge lamp connected in series to said first inductance element to be lit with a voltage having a square wave;
a second inductance element provided between said DC power supply circuit section and said DC-AC converter;
a capacitor connected to an input stage of said DC-AC converter in series to said second inductance element; and
current compensation means provided in parallel to said second inductance element in such a manner that when an input voltage to said DC-AC converter becomes smaller than an output voltage of said DC power supply circuit section, an amount of current supply to said DC-AC converter from said DC power supply circuit section is greater than an amount of current supply effected by said second inductance element.

Dwg. 2/9

Derwent Class: Q71; U24; X22; X26

International Patent Class (Main): G05F-001/00; H05B-041/233; H05B-041/24; H05B-041/392

International Patent Class (Additional): F21M-007/00; H05B-041/282;